

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-221941

(43)Date of publication of application : 12.08.1994

(51)Int.Cl.

G01L 3/10

G01L 19/04

(21)Application number : 05-032678

(71)Applicant : UNISIA JECS CORP

(22)Date of filing : 28.01.1993

(72)Inventor : KATAHIRA YOICHI

MIURA HIDEYUKI

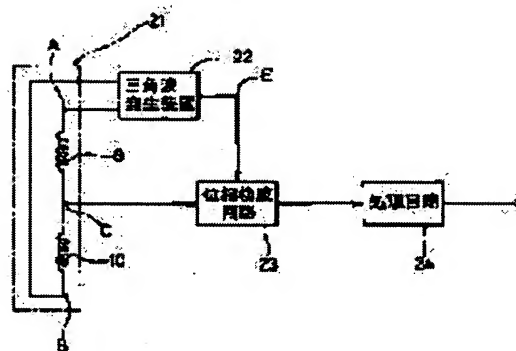
TAKEDA AKINORI

(54) MAGNETOSTRICTIVE TORQUE SENSOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To achieve a highly accurate detection of torque by lowering errors because of temperature change in a magnetostrictive torque sensor.

CONSTITUTION: A pair of excitation and detection coils 9 and 10 is connected in series to form a half bridge circuit 21 and triangular waves with a phase difference differing 180° are inputted into both ends thereof from a triangular wave generator 22. Then, a signal is detected by a phase detection circuit 23 from the half bridge circuit 21 with respect to a reference wave of the triangular waves and a detection signal thereof is processed with a processing circuit 24. This enable the omission of balance adjustment as in a full bridge circuit thereby enabling the detection of torque with a limited dependence on temperature.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-221941

(43)公開日 平成6年(1994)8月12日

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 1 L 3/10 19/04	A	7269-2F		

審査請求 未請求 請求項の数3 F D (全 17 頁)

(21)出願番号 特願平5-32678

(22)出願日 平成5年(1993)1月28日

(71)出願人 000232368

日本電子機器株式会社
群馬県伊勢崎市粕川町1671番地1

(72)発明者 片平 洋一

群馬県伊勢崎市粕川町1671番地1 日本電
子機器株式会社内

(72)発明者 三浦 秀之

群馬県伊勢崎市粕川町1671番地1 日本電
子機器株式会社内

(72)発明者 竹田 彰憲

群馬県伊勢崎市粕川町1671番地1 日本電
子機器株式会社内

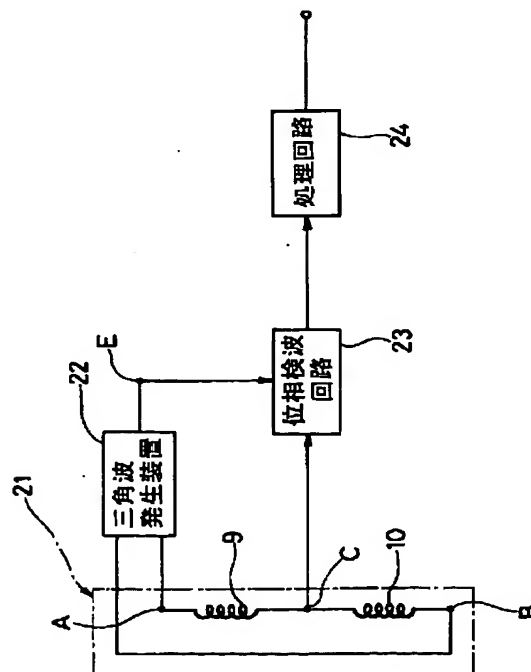
(74)代理人 弁理士 広瀬 和彦

(54)【発明の名称】 磁歪式トルクセンサ

(57)【要約】

【目的】 磁歪式トルクセンサにおいて、温度変化による誤差を低減し、トルクの高精度検出を行なう。

【構成】 一対の励磁および検出コイル9、10を直列に接続してハーフブリッジ回路21を構成し、両端に位相差が180°異なる三角波を三角波発生装置22からそれぞれ入力する。そして、この三角波の基準波に対してハーフブリッジ回路21から信号を位相検波回路23で検波し、この検波信号を処理する処理回路24から構成する。これにより、フルブリッジ回路のような平衡調整を省略して温度依存性の少ないトルク検出を行なうことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 軸方向に離間して外周側に一對の磁気異方性部を有する磁歪シャフトと、該磁歪シャフトの外周側に位置して各磁気異方性部に対向して設けられた一對の検出コイルと、該各検出コイルを直列に接続することにより形成されたハーフブリッジ回路と、該ハーフブリッジ回路の両端側に 180° 位相の異なる三角波をそれぞれ入力する三角波発生装置と、該三角波発生装置からの基準波に基づいて、前記ハーフブリッジ回路の各検出コイルの midpoint からの信号を、正の部分と負の部分で分けた 2 つの半波整流波形を出力する位相検波回路と、該位相検波回路からの信号を処理する処理回路とからなる磁歪式トルクセンサ。

【請求項 2】 前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される 2 つの出力を差動させて全波整流波形として出力すべく、演算増幅器により構成された差動増幅回路と、該差動増幅回路からの全波整流波形を平滑して直流化する平滑回路とから構成してなる請求項 1 記載の磁歪式トルクセンサ。

【請求項 3】 前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される 2 つの出力をそれぞれ平滑して直流化するために同一回路構成からなる 2 個の平滑回路と、該各平滑回路からの出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成してなる請求項 1 記載の磁歪式トルクセンサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、例えば自動車用エンジンの出力軸トルク等を検出するのに用いて好適な磁歪式トルクセンサに関する。

【0002】

【従来の技術】 自動変速機を備えたオートマチック車等では、例えば自動変速機の変速タイミングを適正化する目的でアウトプットシャフト等に磁歪式トルクセンサを取付けることが提案されている。

【0003】 そこで、図 11 および図 12 に基づいてこの種の従来技術による磁歪式トルクセンサを説明する。

【0004】 図中、1 はトルクセンサ本体を構成するケーシングを示し、該ケーシング 1 は非磁性材料により段付筒状に形成され、自動変速機のケース（図示せず）等に固定されるようになっている。

【0005】 2 はケーシング 1 内に軸受 3、3 を介して回転自在に配設された磁歪シャフトを示し、該磁歪シャフト 2 はステンレス鋼等によって棒状に形成され、その両端側 2A、2B はケーシング 1 外に突出してアウトプ

$$L = k \cdot \frac{\mu N^2 S}{\ell}$$

ただし、 μ ：透磁率

N ：コイル巻線数

ットシャフトを構成している。また、該磁歪シャフト 2 の軸方向中間部はケーシング 1 内に位置したスリット形成部 2C となり、該スリット形成部 2C の外周面には斜め下向きに 45°、斜め上向きに 45° の角度をもってそれぞれスリット溝 4、4、…、5、5、…が刻設されている。

【0006】 6、7 は磁気異方性部を示し、該磁気異方性部 6、7 は前記磁歪シャフト 2 のスリット形成部 2C の外周面に Fe（83%）、Al（13%）の磁性材料をコーティングして熱処理したものである。そして、各スリット溝 4 間の部分に第 1 の磁気異方性部 6 が形成されると共に、各スリット 5 間の部分に第 2 の磁気異方性部 7 が形成され、これらの磁気異方性部 6、7 には表面磁界による磁路が形成される。

【0007】 8 はケーシング 1 の内周面に固着され、磁歪シャフト 2 のスリット形成部 2C を径方向外側から取囲んだコア部材を示し、該コア部材 8 は鉄等の磁性材料により段付筒状に形成され、その内周側には後述の各励磁および検出コイル 9、10 が配設されている。

【0008】 9、10 は磁歪シャフト 2 の外周側に位置して磁気異方性部 6、7 と対向した一對の検出コイルとしての励磁および検出コイルをそれぞれ示し、該励磁および検出コイル 9、10 はコア部材 8 の内周側にそれぞれコイルボビン（図示せず）を介して設けられ、後述の発振器 12 により周波数 f を有する交流電圧 V が印加されて励磁作用と検出作用とを行う。また、該励磁および検出コイル 9、10 は図 12 に示す如く自己インダクタンス $L1$ 、 $L2$ を有し、その鉄損および直流抵抗分は $r1$ 、 $r2$ となる。

【0009】 ここで、励磁および検出コイル 9、10 には発振器 12 から交流電圧 V が印加されているから、励磁および検出コイル 9、10 のインピーダンス $Z1$ 、 $Z2$ は数 1 のようになる。

【0010】

【数 1】

$$\left. \begin{aligned} Z1 &= \sqrt{r1^2 + (2\pi f L1)^2} \\ Z2 &= \sqrt{r2^2 + (2\pi f L2)^2} \end{aligned} \right\}$$

【0011】 ただし、数 1 中の $L1$ 、 $L2$ は数 2 により設定される自己インダクタンスである。

【0012】

【数 2】

S ：磁路断面積

ℓ ：磁路平均長さ

【0013】次に、図12は従来技術による磁歪式トルクセンサの検出回路を示しており、この検出回路はブリッジ回路11、交流電圧印加手段としての発振器12、差動増幅器13、位相検波回路14等によって構成されている。ここで、ブリッジ回路11は励磁および検出コイル9、10および調整抵抗R、Rにより構成され、それぞれ対応する辺の抵抗値（インピーダンス）が等しくなるフルブリッジを構成している。また、励磁および検出コイル9、10間の接続点aおよび調整抵抗R、R間の接続点bは、例えば30kHz程度の周波数fを有する交流電圧Vの発振器12と接続されている。

【0014】さらに、ブリッジ回路11において、一方の励磁および検出コイル9のL1、r1は調整抵抗Rに、他方の励磁および検出コイル10のL2、r2は調整抵抗Rにそれぞれ直列接続されているから、励磁および検出コイル9、10を流れる電流i1、i2は、

【0015】

【数3】

$$\left. \begin{aligned} i1 &= \frac{V}{\sqrt{(r1+R)^2 + (2\pi f L1)^2}} \\ i2 &= \frac{V}{\sqrt{(r2+R)^2 + (2\pi f L2)^2}} \end{aligned} \right\}$$

により算出され、接続点c、dの検出電圧V1、V2は、

【0016】

【数4】

$$\left. \begin{aligned} V1 &= i1 R \sin(2\pi f t - \alpha1) \\ V2 &= i2 R \sin(2\pi f t - \alpha2) \\ \alpha1 &= \tan^{-1} \frac{2\pi f L1}{R+r1} \\ \alpha2 &= \tan^{-1} \frac{2\pi f L2}{R+r2} \end{aligned} \right\}$$

ただし、 $\alpha1$ 、 $\alpha2$ ：位相角により算出される。

【0017】また、前記励磁および検出コイル9、10と調整抵抗R、Rとの接続点c、dは差動増幅器13の入力端子にそれぞれ接続され、励磁および検出コイル9、10からのそれぞれの検出電圧V1、V2を差動増幅器13に出力する。そして、該差動増幅器13の出力端子13Aは発振器12と共に位相検波回路14の入力側に接続され、該位相検波回路14は差動増幅器13からの出力電圧V3を発振器12からの交流電圧Vに基づいて同期させて整流して出力電圧V4を出力する。

【0018】このように構成される従来技術の磁歪式ト

ルクセンサでは、発振器12からの交流電圧Vを励磁および検出コイル9、10に印加すると、磁歪シャフト2のスリット形成部2Cには各スリット溝4、5間の磁気異方性部6、7に沿ってそれぞれ表面磁界による磁路が形成される。この場合、図12に示す調整抵抗Rは磁歪シャフト2に作用するトルクが零の状態では差動増幅器13からの出力電圧V3が零となるように調整される。

【0019】そして、この従来技術においては、磁歪シャフト2に図11のように、矢示T方向にトルクを作用させると、磁歪シャフト2のスリット形成部2Cでは各スリット溝4間の磁気異方性部6に沿って引張り応力 $+\sigma$ が作用し、各スリット溝5間の磁気異方性部7に沿って圧縮応力 $-\sigma$ が作用する。これにより、磁気異方性部6では引張り応力 $+\sigma$ によって透磁率 μ が増加し、磁気異方性部7では圧縮応力 $-\sigma$ によって透磁率 μ が減少する。

【0020】一方、磁歪シャフト2の磁気異方性部6と対向配設された励磁および検出コイル9は、透磁率 μ の増加に基づき自己インダクタンスL1が増大し、励磁および検出コイル9を流れる電流i1が減少する。また、磁気異方性部7と対向配設された励磁および検出コイル10は透磁率 μ の減少に基づき自己インダクタンスL2が減少し、励磁および検出コイル10を流れる電流i2が増大する。

【0021】この結果、励磁および検出コイル9からの検出電圧V1は減少し、励磁および検出コイル10からの検出電圧V2は増大するので、差動増幅器13では、

【0022】

【数5】 $V3 = A \times (V1 - V2)$

ただし、A：増幅率

なる増幅が行われ、差動増幅器13の出力端子13Aから交流の出力電圧V3が位相検波回路14へと出力される。そして、該位相検波回路14は発振器12からの交流電圧Vにより出力電圧V3を同期検波処理して整流した出力電圧V4を磁歪シャフト2に作用するトルクに対応した出力信号として出力することができる。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した従来技術における磁歪式トルクセンサの検出回路は、励磁および検出コイル9、10によりブリッジ回路11を構成し、このブリッジ回路11の平衡が崩れることによりトルクを検出するようになっているから、ブリッジ回路11の設定準備段階で各調整抵抗Rの微調整が必要となり、その調整作業に時間を費やすという問題がある。

【0024】また、磁歪式トルクセンサを例えば車両のアウトプットシャフト等に取り付けた場合には、温度変化が激しくなり、このため、磁歪シャフト2、励磁および検出コイル9、10およびコア部材8等に熱影響が生じ、再現性のある正確なトルク検出を行なうことができなくなるという問題がある。

【0025】本発明は上述した従来技術の問題に鑑みなされたもので、本発明は簡単な検出回路で構成でき、しかも調整作業を省略できると共に、温度依存性に対する影響の少ない回路構成にし、高精度なトルク検出を行なうことのできる磁歪式トルクセンサを提供することを目的としている。

【0026】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決するために、本発明が採用する磁歪式トルクセンサは、軸方向に離間して外周側に一对の磁気異方性部を有する磁歪シャフトと、該磁歪シャフトの外周側に位置して各磁気異方性部に対向して設けられた一对の検出コイルと、該各検出コイルを直列に接続することにより形成されたハーフブリッジ回路と、該ハーフブリッジ回路の両端側に180°位相の異なる三角波をそれぞれ入力する三角波発生装置と、該三角波発生装置からの基準波に基づいて、前記ハーフブリッジ回路の各検出コイルの midpoint からの信号を、正の部分と負の部分で分けた2つの半波整流波形を出力する位相検波回路と、該位相検波回路からの信号を処理する処理回路とから構成したことにあ

る。

【0027】また、前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される2つの出力を差動させて全波整流波形として出力すべく、演算増幅器により構成された差動増幅回路と、該差動増幅回路からの全波整流波形を平滑して直流化する平滑回路とから構成することが好ましい。

【0028】さらに、前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される2つの出力をそれぞれ平滑して直流化するために同一回路構成からなる2個の平滑回路と、該各平滑回路からの出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成してもよい。

【0029】

【作用】上記構成のように、検出回路を各検出コイルを直列に接続したハーフブリッジ回路で構成することで、ブリッジ回路の平衡をとる調整作業を省略でき、かつ該ハーフブリッジ回路に180°位相の異なる三角波をそれぞれ入力することで、高精度のトルク検出を行なうことができる。

【0030】

【実施例】以下、本発明の実施例を図1ないし図10に基づき説明する。

【0031】まず、図1に本発明の第1の実施例の検出

回路を示す。なお、実施例では前述した従来技術と同一の構成要素に同一の符号を付し、その説明を省略するものとする。さらに、図面に示す励磁および検出コイル9、10においては鉄損および直流抵抗分 r_1 、 r_2 は省略し、コイル記号のみで示している。

【0032】図中、21はハーフブリッジ回路を示し、該ハーフブリッジ回路21は励磁および検出コイル9、10を直列に接続し、その両側の端子A、Bに後述する三角波発生装置22を入力するものである。また、接続点Cからは位相検波回路23に検出信号を出力する。

【0033】22は三角波発生装置を示し、該三角波発生装置22からは例えば図3の第1段目および第2段目に示すような位相差が180°とした周波数が30[kHz]の三角波を出力し、前記ハーフブリッジ回路21の両側の端子A、Bに入力するようになっている。また、該三角波発生装置22からはパルス波となる検波波形Eが位相検波回路23に出力される。

【0034】23は位相検波回路を示し、該位相検波回路23は前記ハーフブリッジ回路21の接続点Cからの検出信号と三角波発生装置22からの検波波形Eが入力され、該検波波形Eに基づいて検出信号を検波するものである。

【0035】24は処理回路を示し、該処理回路24は前記位相検波回路23からの検波信号を平滑処理して出力電圧を得るものである。

【0036】ここで、本出願人は回路構成の簡略化および温度依存性の問題に着目し、従来技術の図12に示したブリッジ回路11（以下、ハーフブリッジ回路21と比較するために「フルブリッジ回路11」という）に正弦波と三角波のそれぞれを入力した場合と、ハーフブリッジ回路21に正弦波と三角波のそれぞれを入力した場合の4つの回路において次のような実験を行なった。

【0037】それぞれの回路構成において、磁歪シャフト2に温度を-20℃～+100℃の間で変化させ、磁歪シャフト2に-40～+40[kgfm]の範囲でトルクを加えたときの、それぞれの温度に対するトルクの変化率（温度特性）を算出した結果、次の表1に示す結果を得た。

【0038】

【表1】

トルク [kgfm]	温 度 特 性			
	良 ←		→ 悪	
-40	Half、三角波	Half、正弦波	Full、三角波	Full、正弦波
-30	Half、三角波	Half、正弦波	Full、正弦波	Full、三角波
-20	Half、正弦波	Full、正弦波	Full、三角波	Half、三角波
-10	Half、正弦波	Full、正弦波	Full、三角波	Half、三角波
0	Half、正弦波	Full、三角波	Full、正弦波	Half、三角波
10	Half、三角波	Half、正弦波	Full、正弦波	Full、三角波
20	Half、三角波	Full、正弦波	Half、正弦波	Full、三角波
30	Half、三角波	Full、正弦波	Half、正弦波	Full、三角波
40	Half、三角波	Full、正弦波	Half、正弦波	Full、三角波

【0039】そして、この表1によると、ハーフブリッジ回路21に三角波を入力したときに、比較的溫度依存性の少ない検出ができてることが分かる。

【0040】然るに、本実施例では、磁歪式トルクセンサの検出回路を、励磁および検出コイル9、10を直列に接続したハーフブリッジ回路21に三角波を三角波発生装置22から入力し、励磁および検出コイル9、10の変化を位相検波回路23および処理回路24で処理する構成とすることで、実験結果からも明らかに、磁歪シャフト2に加わるトルクを溫度依存性が少ない状態で高精度に検出することができる。

【0041】また、従来技術のフルブリッジ回路11とは異なり、簡単に構成することができ、部品点数を削減できると共に、平衡状態を設定する調整作業を省略することができる。

【0042】従って、簡略化したハーフブリッジ回路21であっても、位相が180°異なる三角波を該ハーフブリッジ回路21の両端に入力することにより、フルブリッジ回路と同等以上のトルク検出処理を行なうことができる。

【0043】次に、本発明の第2の実施例を図2ないし図4に基づいて説明するに、本実施例の特徴は、第1の実施例の処理回路24を具体的に示したものである。なお、本実施例では上述した第1の実施例と同一の構成要素に同一の符号を付し、その説明を省略するものとする。

【0044】図中、31はハーフブリッジ回路21の励磁および検出コイル9、10の接続点Cから出力波形を

増幅する増幅回路を示し、該増幅回路31はオペアンプ32により構成され、該オペアンプ32の反転端子には入力抵抗33および出力端子Dと接続される負帰還抵抗34が接続され、非反転端子には後述する基準電圧発生装置から直流のバイアス電圧VSが入力され、出力端子Dからの出力電圧を前記各抵抗33、34により設定された増幅率で増幅すると共に、直流のバイアス電圧VSを加算するようになっている。

【0045】35は本実施例による処理回路を示し、該処理回路35は位相検波回路23からの出力F、Gを差算する差動増幅回路36と、該差動増幅回路36の出力Hを直流化する平滑回路としてのローパスフィルタ37（以下、「LPF37」という）と、バイアス電圧VSを発生する基準電圧発生装置38と、該基準電圧発生装置38からのバイアス電圧VSと前記LPF37の出力Iとの差を差動増幅する後段差動増幅回路39と、前記基準電圧発生装置38と該後段差動増幅回路39との間に接続された調整回路40とから大略構成されている。

【0046】ここで、前記差動増幅回路36はオペアンプ41と、該オペアンプ41の反転端子と前記位相検波回路23の一方の出力側との間に接続された入力抵抗42と、非反転端子と前記位相検波回路23の他方の出力側との間に接続された入力抵抗43と、非反転端子と基準電圧発生装置38との間に接続された補正抵抗44と、出力端子と反転端子との間に接続された負帰還抵抗45とから構成されている。なお、入力抵抗42および入力抵抗43は等しい抵抗値R1となり、補正抵抗44と負帰還抵抗45は等しい抵抗値R2となる。

【0047】そして、前記差動増幅回路36において、図3および図4に示すように、位相検波回路23からのF、Gの波形のうち、Fの波形を反転させて加算して、図3および図4に示すHの波形のような全波整流波形に変換するものである。

【0048】本実施例による磁歪式トルクセンサの検出回路は上述の如く構成されるが、次に、図3および図4に各点における波形を示し、各回路の動作を説明する。

【0049】まず、図3および図4の第1、2段目に示すA、Bの波形は、三角波発生装置22からハーフブリッジ回路21の両側の端子A、Bに入力される位相差が180°異なる三角波をそれぞれ示し、該A、Bの波形は直流の所定電圧V0に対して発振するようになっている。

【0050】第3、4段目に示すC、Dの波形は接続点C、増幅回路31からの出力端子Dの波形をそれぞれ示し、該C、Dの波形は磁歪シャフト2にトルクが加わっていない場合には、C、Dの波形は所定電圧V0、バイアス電圧VSに対して出力されず、正のトルクを加えた場合には、図3に示すようになり、負のトルクを加えた場合には、図4に示すように、図3に対して位相が180°ずれた波形となる。なお、波高値および位相差はトルクの強度によって変化するもので、図3および図4は便宜上位相差が180°として示してある。

【0051】第5段目のEの波形は、三角波発生装置22から位相検波回路23に入力されるパルス波形となる検波波形Eを示し、当該Eの波形は図3および図4に示すように、Aの波形の正の部分を基準範囲として形成されている。

【0052】第6、7段目のF、Gの波形は位相検波回路23の出力側の2つ出力F、Gを示し、当該F、Gの波形はDの波形をバイアス電圧VSを基準として正の部分と負の部分に分けた半波整流波形となり、この半波整流波形にはバイアス電圧VSが基準値となっている。そして、F、Gの波形は差動増幅回路36に入力される。

【0053】第8段目のHの波形は差動増幅回路36の出力端子からの信号を示し、当該Hの波形は磁歪シャフト2に正のトルクを加えたときには、図3に示し如く、バイアス電圧VSに対して上側に山がくる全波整流波形となり、負のトルクを加えたときには、図4に示す如く、バイアス電圧VSに対して下側に山がくる全波整流波形となる。そして、LPF37に入力される。

【0054】第9段目のIの波形はLPF37からの出力波形を示し、Iの波形はバイアス電圧VSに対して直流化され、磁歪シャフト2に正のトルクを加えたときには、図3に示し如く、バイアス電圧VSに対して上側になり、負のトルクを加えたときには、図4に示す如く、バイアス電圧VSに対して下側になる。

【0055】なお、調整回路40は後段差動増幅回路39の出力を所定規格値に合わせ込むための調整に用いら

れるものである。

【0056】上述の如く、本実施例のような検出回路を構成することにより、後段差動増幅回路39の入力前に図3および図4の第9段目に示すようなバイアス電圧VSに対する高さが磁歪シャフト2に加わるトルクの強度を表し、バイアス電圧VSに対する上、下が磁歪シャフト2に加わるトルクの方向を表す。さらに、後段差動増幅回路39でバイアス電圧VS分を除去して、零に対して出力電圧が変化するように適宜の増幅率で補正することもでき、正確なトルク検出を行なうことができる。

【0057】かくして、本実施例においても、上述した第1の実施例と同様に、初期設定時の調整作業の省略および温度依存性を低減することができると共に、磁歪シャフト2に加わるトルクを図3、4中のIの波形のように、直流電圧の変化として検出することができる。

【0058】次に、本発明の第3の実施例を図5ないし図10に基づいて説明するに、本実施例の特徴は、第2の実施例の処理回路35中の差動増幅回路36およびLPF37の代わりに、2つのLPFを接続したものである。なお、本実施例では上述した第2の実施例と同一の構成要素に同一の符号を付し、その説明を省略するものとする。

【0059】図中、51は本実施例による処理回路を示し、該処理回路51は前記第2の実施例で述べた処理回路35とほぼ同様に、バイアス電圧VSを発生する基準電圧発生装置38と、該基準電圧発生装置38からのバイアス電圧VSと後述するLPF52、53の出力J、Kとの差を増幅する後段差動増幅回路39と、前記基準電圧発生装置38と該後段差動増幅回路39との間に接続された調整回路40とから構成されるものの、本実施例においては、位相検波回路23からのF、Gの波形をそれぞれ直流化する平滑回路としてのローパスフィルタ52、53（以下、「LPF52、53」という）が位相検波回路23と後段差動増幅回路39との間に接続されている。

【0060】また、前記LPF52、53は同一の回路構成を有し、コンデンサおよび抵抗により例えばL型またはπ型に接続された簡単な回路となっている。

【0061】このように、本実施例においては、第2の実施例の図2に示した差動増幅回路36およびLPF37を廃止し、これらに代えて2個のLPF52、53を用いたものである。

【0062】次に、その理由について説明する。

【0063】まず、一般にオペアンプは入力オフセット電圧が存在し、この入力オフセット電圧は周囲温度の変化に影響される。

【0064】即ち、周囲温度の上昇に伴って、入力オフセット電圧もΔVだけ変化する。例えば、第2の実施例に示した差動増幅回路36のオペアンプ41のゲインをK1とすると、K1×ΔVが温度ドリフトとなって出力

に現れる。さらに、後段には後段差動増幅回路 39 が付設されているから、ゲイン K2 の後段差動増幅回路 39 となり、オペアンプ 41 の入力オフセット電圧のみを考えた場合には、 $K1 \times K2 \times \Delta V$ が温度ドリフトとなって現れ、温度に対して変動するようになる。

【0065】即ち、第 1 に、オペアンプを使用することは温度変化の影響を受け易くなり、特に増幅回路に用いる場合には、回路構成としてのゲインの影響もあり、出力電圧に温度変化の誤差を含むため、正確な検出処理を行なうことができない。

【0066】また、図 6 に示すように、基本的なオペアンプの差動回路において、入力端子に入力される交流電圧を $v1$ 、 $v2$ とすると、出力電圧 $v3$ は次の数 6 のようになる。

【0067】

【数 6】

$$v3 = \frac{R2}{R1} (v2 - v1) + v0 + \frac{1}{2 \times CMRR} \left\{ \frac{R2}{R1} (v1 + v2) + v0 \right\}$$

【0072】そして、数 8 中のアンダーライン①が出力電圧 $v3$ の真の値となり、アンダーライン②が CMRR による誤差値となる。即ち、CMRR を大きくすれば誤差値は小さくなり、出力電圧 $v3$ が真の値を示すようになる。

【0073】ところが、図 8 に示す一般的な汎用オペアンプの特性に示すように、低周波数領域で使用する場合には、差動利得 Ad は大きくなっているから、CMRR も非常に大きくなり、誤差値は小さくなっている。しかし、使用周波数が高周波になると、差動利得 Ad が小さくなり、CMRR も小さくなり、誤差値が無視できなくなる。

【0074】即ち、第 2 に、高周波数領域で使用する場合には、同相信号除去比 (CMRR) を小さくするように設計されたオペアンプを用いなければならず、コスト高になる。

【0075】ここで、前述した第 2 の実施例に用いている差動増幅回路 36 について考えると、例えば周波数が 30 kHz のときには差動利得 Ad は 35 となっているから、誤差値が出力電圧 $v3$ に作用して、正確な出力を LPF 37 に出力できなくなる。しかも、発振周波数に三角波を用いているから、基準周波数は高周波数 (30 kHz) であっても、90、150、210、… (kHz) の高調波が作用するから、差動利得 Ad はより小さくなり、誤差値を大きくする。

【0076】このように、三角波の変化を検出する検出回路においては、直流化するまでの間にはオペアンプを使用しないことが高精度検出につながる事が分かる。

【0077】次に、図 9、10 を用いて本実施例の検出回路の各回路の動作を説明する。なお、ハーフブリッジ回路 21 に入力される三角波は図 3、4 の A、B の波形

$$v3 = Ad (v2 - v1) + AC \cdot \frac{v1 + v2}{2}$$

ただし、 Ad : 差動利得

AC : 同相利得

【0068】さらに、 Ad と AC の比により、次の数 7 で表される同相信号除去比 (所謂、「CMRR」) が出力電圧 $v3$ に作用する。

【0069】

【数 7】

$$CMRR = \frac{Ad}{AC}$$

【0070】例えば、図 7 に示すように、差動増幅回路を構成すると、出力電圧 $v3$ は下記の数 8 のようになる。

【0071】

【数 8】

$$v3 = \frac{R2}{R1} (v2 - v1) + v0 + \frac{1}{2 \times CMRR} \left\{ \frac{R2}{R1} (v1 + v2) + v0 \right\}$$

は同一であるので図 9、10 から省略し、さらに同一の波形については説明を省略するものとする。

【0078】第 6、7 段目の J、K の波形は LPF 52、53 からの出力波形を示し、J、K の波形はバイアス電圧 VS に対して直流化されたものとなる。また、磁歪シャフト 2 に正のトルクを加えたときには、図 9 に示す如く、F の波形を直流化しているからバイアス電圧 VS に対して下側になり、K の波形は G の波形を直流化しているからバイアス電圧 VS に対して上側になる。一方、磁歪シャフト 2 に負のトルクを加えたときには、図 10 に示す如く、F の波形を直流化しているからバイアス電圧 VS に対して上側になり、K の波形は G の波形を直流化しているからバイアス電圧 VS に対して下側になる。そして、この J、K の波形は後段差動増幅回路 39 に入力される。

【0079】L の波形は後段差動増幅回路 39 からの出力波形を示し、該 L の波形は前記 LPF 52、53 からの波形に対して差動増幅するもので、K の波形から J の波形を減算し、その後に増幅したものである。そして、この回路においては、調整回路 40 を介したバイアス電圧 VS に対して磁歪シャフト 2 に加わるトルクを直流電圧の高さとして表すものである。

【0080】このように、本実施例の磁歪式トルクセンサの検出回路においても、第 1 の実施例と同様の作用効果を得ることができる。

【0081】さらに、本実施例においては、第 2 の実施例で用いた差動増幅回路 36 および LPF 37 の代わりに LPF 52、53 を並列に接続して、後段差動増幅回路 39 に出力する回路構成としたから、オペアンプ 41 を使用しなくすみ、前述したようなオペアンプの同相信号除去比 (CMRR) による高周波数に対する誤差の

発生を低減することができる。

【0082】さらに、処理回路51中のLPF52、53の回路構成は同一であるから、例えば温度変化があったとしても、一方の変化分も他方と同様に变化するから、最終的に後段差動増幅回路39から出力されるLの波形は温度変化による誤差分を相殺することができる。

【0083】従って、本実施例においては、検出回路を上述のように構成することで、高周波による回路の誤差および温度変化による誤差を低減でき、トルクの高精度検出を行なうことができる。

【0084】なお、前記各実施例では磁歪シャフト2においては、一对の磁気異方性部6、7の部位のみを磁性材料で形成するものとして述べたが、本発明はこれに限らず、磁歪シャフト2の全体を磁性材料により形成するものでもよい。

【0085】また、前記第2、第3の実施例では平滑回路をLPFで構成するようにしたが、本発明はLPFの回路構成に限らず、A-Dコンバータ等により構成してもよい。

【0086】

【発明の効果】以上詳述した如く、本発明によれば、磁歪シャフトに加わるトルクを検出する一对の検出コイルを直列に接続するハーフブリッジ回路とし、該ハーフブリッジ回路の両端側に180°位相の異なる三角波をそれぞれ三角波発生装置から入力して、前記ハーフブリッジ回路の2つの半波整流波形を位相検波回路で検波し、この信号を処理回路で処理するようにしたから、フルブリッジ回路のような平衡調整を省略し、簡単な回路でトルクセンサに加わる温度変化を低減し、トルクの高精度検出を行なうことができる。

【0087】また、前記処理回路を、位相検波回路から出力される2つの出力を、演算増幅器により構成された差動増幅回路で全波整流波形とし、この波形を平滑回路で全波整流波形に平滑するようにしたから、磁歪シャフトに加わるトルクを直流電圧の変化として検出することができる。

【0088】一方、前記処理回路を、位相検波回路から出力される2つの出力を、同一回路構成の2つの平滑回路によりそれぞれ平滑して直流化し、この各出力を差動増幅回路で差動増幅するようにしたから、演算増幅器を処理回路に用いる必要がなく、演算増幅器の高周波に対

する同相信号除去比(CMRR)による誤差を低減すると共に、温度変化に対しても2個の平滑回路は同様に变化し、この変化分は差動増幅回路で相殺でき、より誤差の少ないトルクの高精度検出を行なうことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例による検出回路を示す回路構成図である。

【図2】本発明の第2の実施例による検出回路を示す回路構成図である。

10 【図3】磁歪シャフトに正のトルクを加えたときの、各回路からの出力波形を示す波形図である。

【図4】磁歪シャフトに負のトルクを加えたときの、各回路からの出力波形を示す波形図である。

【図5】本発明の第3の実施例による検出回路を示す回路構成図である。

【図6】演算増幅器を用いた差動増幅回路の構成図である。

【図7】図6による回路を具体的に示す回路構成図である

20 【図8】演算増幅器の周波数特性の例を示す特性線図である。

【図9】磁歪シャフトに正のトルクを加えたときの、各回路からの出力波形を示す波形図である。

【図10】磁歪シャフトに負のトルクを加えたときの、各回路からの出力波形を示す波形図である。

【図11】従来技術による磁歪式トルクセンサの構成図である。

【図12】従来技術による検出回路を示す回路構成図である。

30 【符号の説明】

2 磁歪シャフト

6, 7 磁気異方性部

9, 10 励磁および検出コイル(検出コイル)

21 ハーフブリッジ回路

22 三角波発生装置

23 位相検波回路

24, 35, 51 処理回路

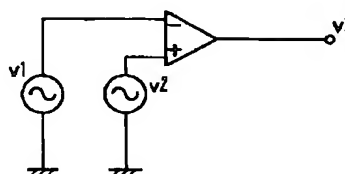
36 差動増幅回路

39 後段差動増幅回路

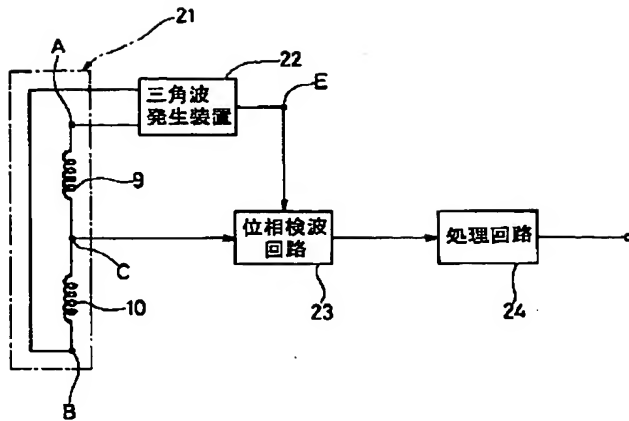
40 41 オペアンプ(演算増幅器)

37, 52, 53 LPF(平滑回路)

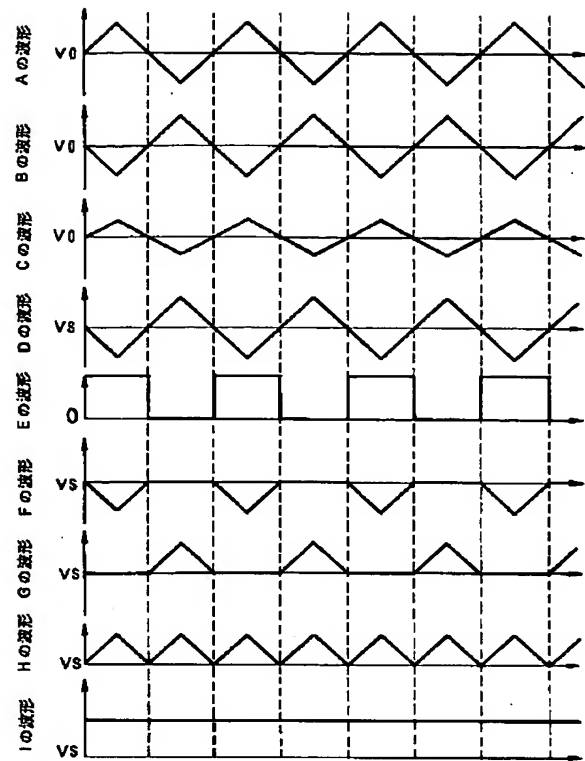
【図6】



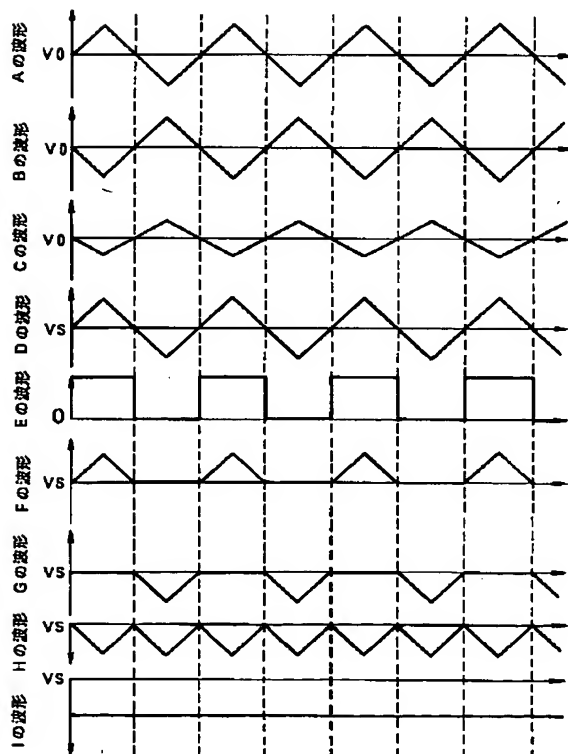
【図1】



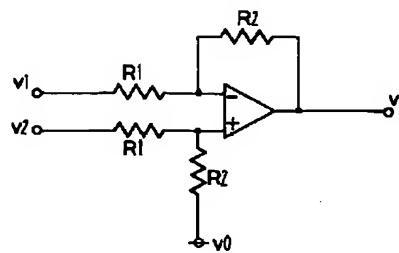
【図3】



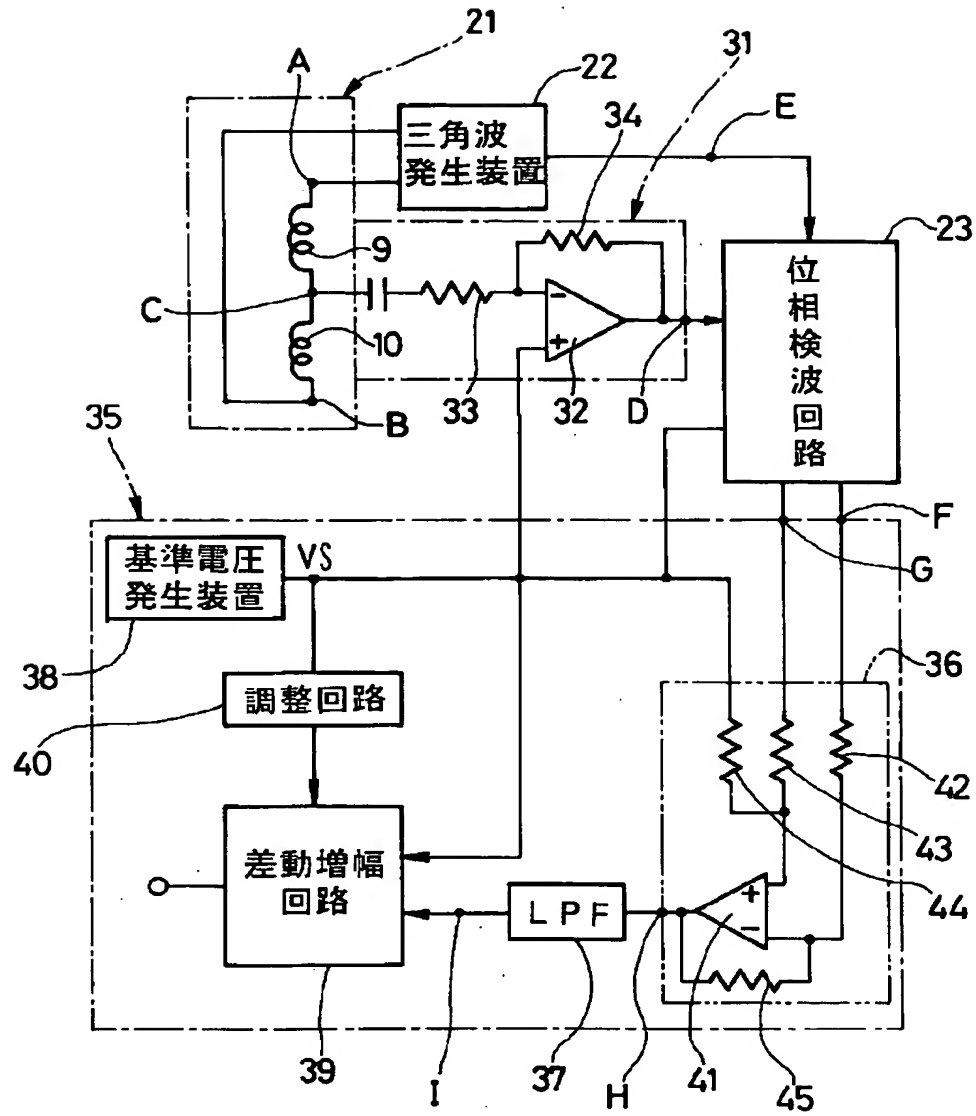
【図4】



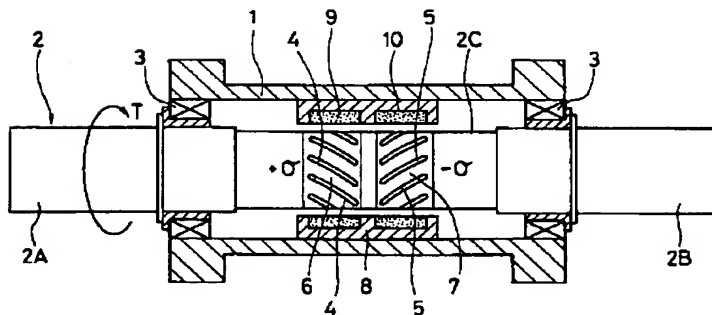
【図7】



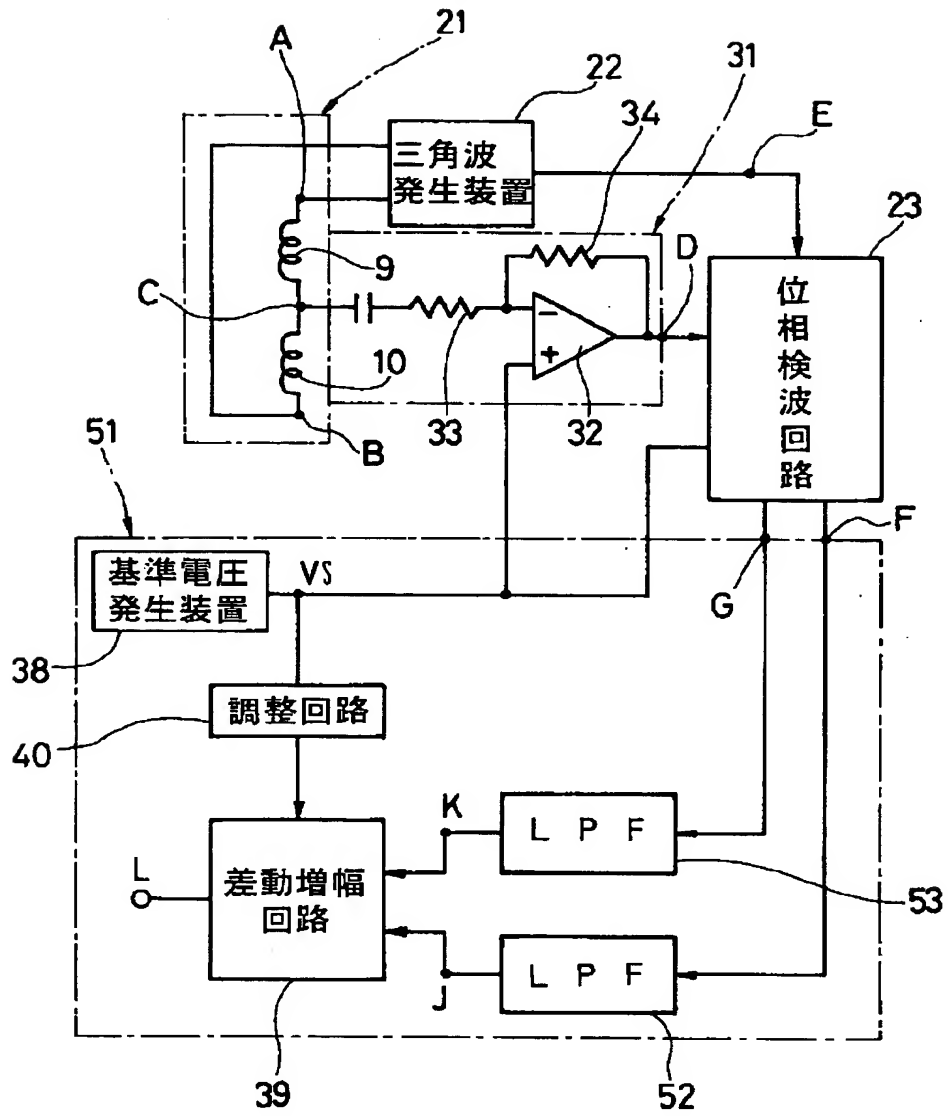
【図2】



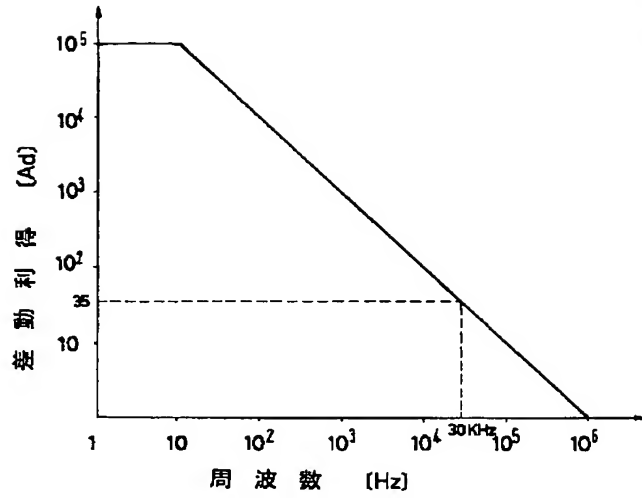
【図11】



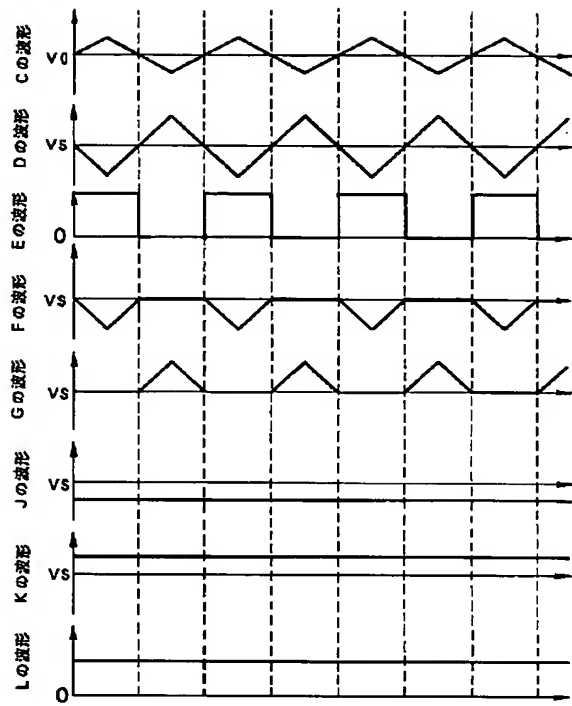
【図5】



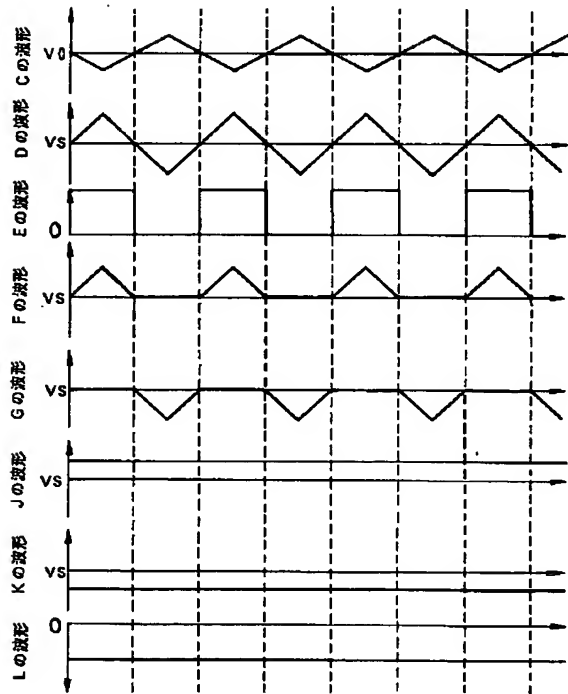
【図8】



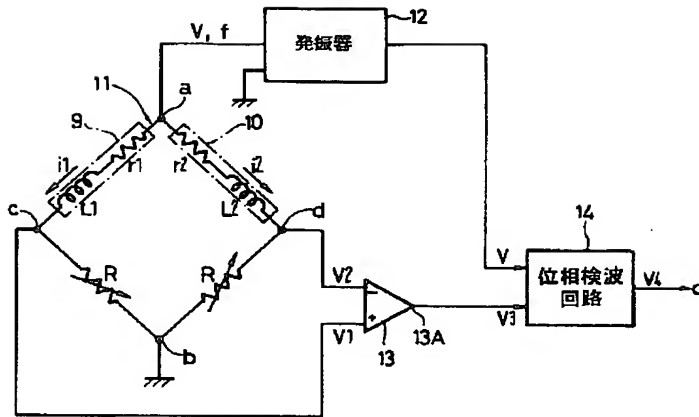
【図9】



【図10】



【図12】



【手続補正書】

【提出日】平成6年3月4日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】 軸方向に離間して外周側に一对の磁気異方性部を有する磁歪シャフトと、該磁歪シャフトの外周側に位置して各磁気異方性部に対向して設けられた一对の検出コイルと、該各検出コイルを直列に接続することにより形成されたハーフブリッジ回路と、該ハーフブリッジ回路の両端側に180°位相の異なる三角波をそれぞれ入力する三角波発生装置と、該三角波発生装置からの基準波に基づいて、前記ハーフブリッジ回路の各検出コイルの中点からの信号を、正の部分と負の部分で分けた2つの半波整流波形を出力する位相検波回路と、該位相検波回路からの信号を出力信号として処理する処理回路とからなる磁歪式トルクセンサ。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項3

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項3】 前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される2つの出力をそれぞれ平滑して直流化するために同一回路構成からなる2個の平滑回路と、該各平滑回路からの出力を差動増幅し、出力信号とする差動増幅回路とから構成してなる請求項1記載の磁歪式トルクセンサ。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0026

【補正方法】変更

【補正内容】

【0026】

【課題を解決するための手段】 上述した課題を解決するために、本発明が採用する磁歪式トルクセンサは、軸方向に離間して外周側に一对の磁気異方性部を有する磁歪シャフトと、該磁歪シャフトの外周側に位置して各磁気異方性部に対向して設けられた一对の検出コイルと、該各検出コイルを直列に接続することにより形成されたハーフブリッジ回路と、該ハーフブリッジ回路の両端側に180°位相の異なる三角波をそれぞれ入力する三角波発生装置と、該三角波発生装置からの基準波に基づいて、前記ハーフブリッジ回路の各検出コイルの中点からの信号を、正の部分と負の部分で分けた2つの半波整流波形を出力する位相検波回路と、該位相検波回路からの信号を出力信号として処理する処理回路とから構成したことにある。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0028

【補正方法】変更

【補正内容】

【0028】さらに、前記処理回路は、前記位相検波回路から出力される2つの出力をそれぞれ平滑して直流化するために同一回路構成からなる2個の平滑回路と、該各平滑回路からの出力を差動増幅し、出力信号とする差動増幅回路とから構成してもよい。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0044

【補正方法】変更

【補正内容】

【0044】図中、31はハーフブリッジ回路21の励磁および検出コイル9、10の接続点Cからの出力波形を増幅する増幅回路を示し、該増幅回路31はオペアンプ32により構成され、該オペアンプ32の反転端子には入力抵抗33および出力端子Dと接続される負帰還抵抗34が接続され、非反転端子には後述する基準電圧発生装置38から直流のバイアス電圧VSが入力され、接

続点Cからの検出信号を前記各抵抗33、34により設定された増幅率で増幅すると共に、直流のバイアス電圧VSを加算するようになっている。

【手続補正6】

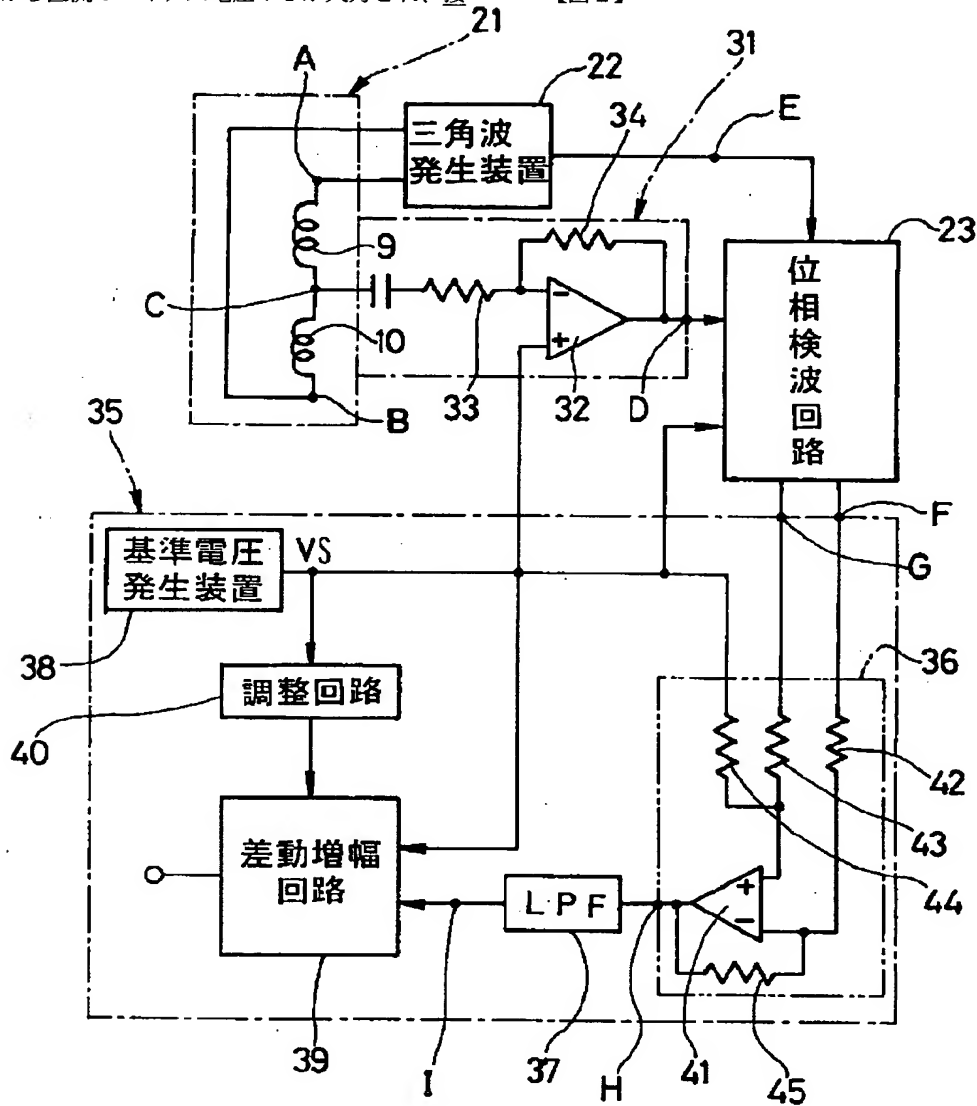
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図2

【補正方法】変更

【補正内容】

【図2】



【手続補正7】

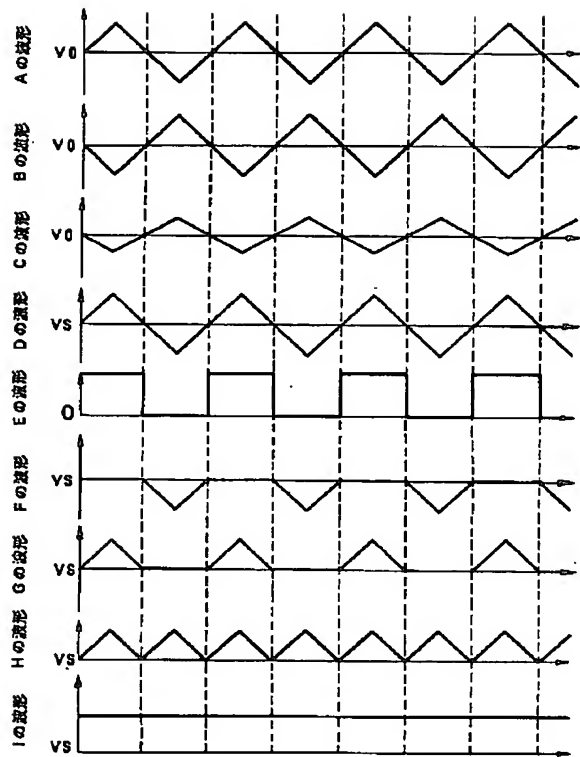
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図3

【補正方法】変更

【補正内容】

【図3】



【手続補正 8】

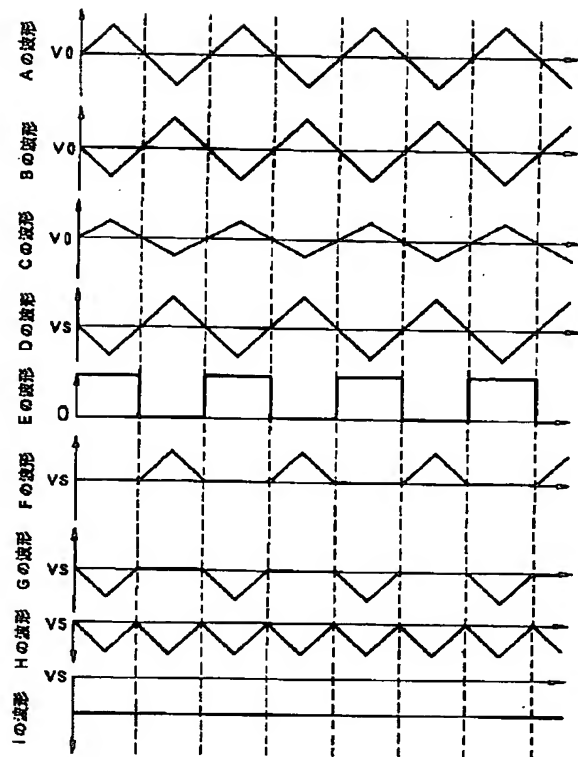
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 4

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 4】



【手続補正 9】

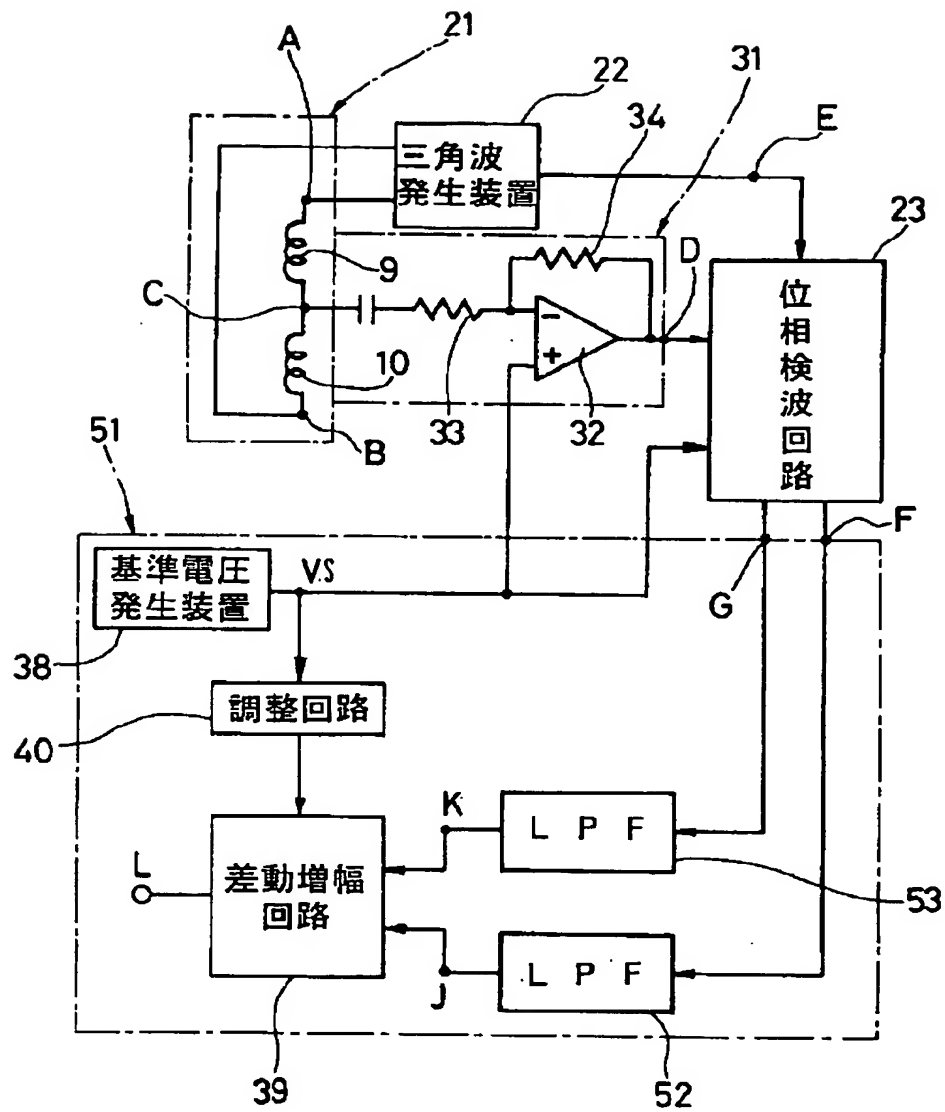
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 5

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 5】



【手続補正10】

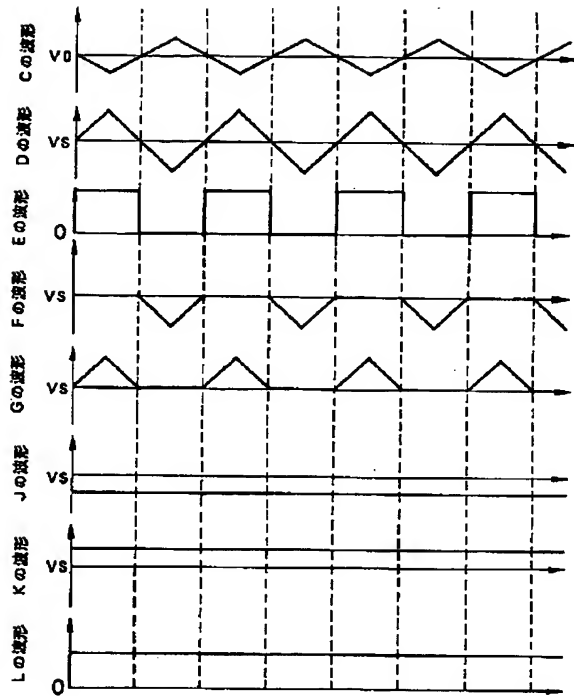
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図9

【補正方法】変更

【補正内容】

【図9】



【手続補正11】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図10

【補正方法】変更

【補正内容】

【図10】

